

## 负载变化对设计二端口网络传输特性的影响

朱 旭 朱义胜

(大连海事大学信息科学技术学院 大连 116026)

**摘 要:** 该文研究负载变化对设计二端口网络传输特性的影响, 定义网络传输特性随负载变化不灵敏的二端口网络为最小失配网络。利用蒙特·卡罗方法设计了一个 5 阶最小失配滤波器网络, 设计的最小失配滤波器传输特性在负载电阻变化时, 其传输特性优于原型滤波器。计算结果证明在合理选择技术指标条件下, 最小失配网络存在并可以实现。

**关键词:** 最小失配网络; 时变负载; 蒙特·卡罗分析

**中图分类号:** TN713

**文献标识码:** A

**文章编号:** 1009-5896(2010)01-0231-04

**DOI:** 10.3724/SP.J.1146.2009.00345

## Transmission Characteristics of Two-port Network Terminated in Varying Load

Zhu Xu Zhu Yi-sheng

(College of Information Science and Technology, Dalian Maritime University, Dalian 116026, China)

**Abstract:** This paper studies the effect of the varying load on the transmission characteristics of a two-port network and defines the load insensitivity network as the minimum mismatch network. A fifth order minimum mismatch filter is designed by using of Monte Carlo method. The example shows the transmission characteristic of the designed minimum mismatch filter is better than those of the prototype filters, when load impedance is varying. The results demonstrate the minimum mismatch network exists and it can be realized, when a reasonable choice of technical specifications is given.

**Key words:** Minimum mismatch network; Time-varying load; Monte Carlo analysis

### 1 引言

一般渔业船用无线通信设备工作频段是 27.5 MHz~39.5 MHz, 天线阻抗 50 Ω, 发射机功率 25 W。在通信过程中, 人们会发现通信质量时常发生变化, 其中一个主要原因是发射机匹配电路不理想; 原因是渔船天线随天气海况变化, (如大风, 海水附着, 结冰等); 天线的阻抗是时变的, 发射机有时处于匹配状态, 有时失配, 输出功率时大时小。

解决此类问题的一个方法是采用自适应技术<sup>[1]</sup>, 自适应网络可以实现时变系统的匹配, 但其结构较为复杂, 成本也较高, 对中小渔船不实用<sup>[2]</sup>。最近, Allen 利用有耗匹配网络技术较少负载变化, 实现渔业天线的宽带匹配<sup>[3,4]</sup>。本文从该问题出发, 研究结构简单, 网络传输特性对负载变化的不灵敏度滤波网络。

### 2 最小失配网络

在双端接载滤波器或匹配网络的设计中, 本文称之为对终端阻抗变化不灵敏的匹配网络为“最小失配网络”。最小失配网络设计要用到数字优化技

术, 该问题可作为二维空间的优化问题, 假定电路拓扑结构给定, (以后的研究可开拓到不同的网络拓扑结构), 被优化参数是实归一化网络元件值  $\mathbf{g} = [g_1, g_2, \dots, g_n]$ ; 优化的实频率区间是  $\Omega_p = \{\omega | \omega_{p_1} \leq \omega \leq \omega_{p_2}\}$  和  $\Omega_s = \{\omega | \omega_{s_1} \leq \omega \leq \omega_{s_2}\}$ , 实数负载的变化范围是  $\mathbf{R} = [R_{\text{time}} | R_{\text{min}} \leq R_{\text{time}} \leq R_{\text{max}}]$ , 被优化的目标函数是输入端口反射系数的范数。

研究如图 1 所示二端口网络, 设其  $z$  参数为

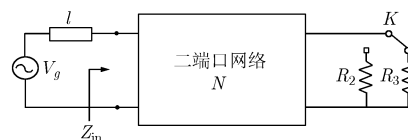


图 1 二端口网络

$$\begin{bmatrix} V_1(s) \\ V_2(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} z_{11}(s) & z_{12}(s) \\ z_{21}(s) & z_{22}(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1(s) \\ I_2(s) \end{bmatrix} \quad (1)$$

散射矩阵为

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} = [\mathbf{z} - \mathbf{r}] \cdot [\mathbf{z} + \mathbf{r}]^{-1} \quad (2)$$

其中  $\mathbf{r}$  为二端口网络的端接电阻矩阵, 也用作  $\mathbf{S}$  的归一化矩阵<sup>[5]</sup>。

2009-03-19 收到, 2009-10-16 改回  
国家自然科学基金(50877004)资助课题  
通信作者: 朱义胜 yszhu@dlmu.edu.cn

$$r = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & R_{\text{time}} \end{bmatrix}$$

无源无耗二端口网络  $N$  输出端接时变电抗  $R_{\text{time}}$  时, 输入端驱动点阻抗为

$$Z_{\text{in}}(s, R_{\text{time}}) = z_{11}(s) - \frac{z_{12}(s)z_{21}(s)}{z_{22}(s) + R_{\text{time}}} \quad (3)$$

图 1 中输入端反射系数的模

$$|S_{11}| = \left| \frac{Z_{\text{in}} - 1}{Z_{\text{in}} + 1} \right|$$

其中  $z_1$  是信号源阻抗, 为简化计算, 假设  $z_1 = 1$ 。在设计低通滤波器时, 给定通带的截止频率  $\omega_p$ , 和阻带的起始频率  $\omega_s$ , 要求在通带范围  $[0, \omega_p]$ ,  $|20 \lg |S_{21}(\omega)|| \leq \alpha_{\text{max}}$  dB,  $\alpha_{\text{max}}$  dB 称为通带容许的最大波纹。在阻带范围  $[\omega_p, \infty]$ ,  $|20 \lg |S_{21}(\omega)|| \geq \alpha_{\text{min}}$  dB,  $\alpha_{\text{min}}$  dB 为阻带容许的最小衰减。

**定义 1** 在负载  $R_{\text{time}} \in R$  变化的情况下, 在给定的频率  $\omega \in \Omega_p$  范围内, 输入端口反射系数上确界  $\|S_{11}\|_{\infty} = \sup \{ |S_{11}(j\omega, R_{\text{time}})| : \omega \in \Omega_p, R_{\text{time}} \in R \} \leq \sigma_p$  (4)

其中  $\sigma_p$  是小的正数。

**定义 2** 在负载  $R_{\text{time}} \in R$  变化的情况下, 在给定的频率  $\omega \in \Omega_s$  范围内, 输入端口反射系数的下确界  $\|S_{11}\|_{-\infty} = \inf \{ |S_{11}(j\omega, R_{\text{time}})| : \omega \in \Omega_s, R_{\text{time}} \in R \} \geq \sigma_s$  (5)

其中  $\sigma_s$  是小于 1 的正数。

设计最小失配网络就是同时实现最小化  $\|S_{11}\|_{\infty}$  和最大化  $\|S_{11}\|_{-\infty}$ 。其中, 如果给定的功率传输特性在通带最大波纹是  $\alpha_{\text{max}}$  dB, 那么<sup>[5]</sup>

$$\sigma_p = \sqrt{1 - 10^{-0.1\alpha_{\text{max}}}} \quad (6)$$

例如, Chebyshev 滤波器通带容许最大波纹是 0.5 dB。  $\alpha_{\text{max}} = 0.5$  dB, 在频率  $[0.0, 1.0]$ ,  $\sigma_p = 0.3298$ 。  $\sigma_p$  越小, 问题越难解, 甚至无解; 反之  $\sigma_p$  变大, 可能存在多解, 可从中找出最优解; 但  $\sigma_p$  再大, 问题就变得没有意义。如果阻带最小衰减是  $\alpha_{\text{min}}$  dB, 有

$$\sigma_s = \sqrt{1 - 10^{-0.1\alpha_{\text{min}}}} \quad (7)$$

为研究方便, 本文对时变负载  $R_{\text{time}} \in R$  按线性增加取不同的值, 以后的研究可以扩展到复数域。但此类问题变得很复杂。本文研究 5 阶低通 Butterworth, Chebyshev, Bessel, Elliptic 滤波器接负载电阻变化的情况。并以此为基础设计滤波器。设计滤波器的通带随负载变化时  $\|S_{11}\|_{\infty}$  要小于小的正常数  $\sigma_p$ 。而为了保证滤波器的“滤波”的特性,

还需要保证  $\|S_{11}\|_{-\infty}$  在  $\Omega_s$  内较大。

### 3 滤波器设计方法及原理框图

5 阶低通 Butterworth, Chebyshev, Bessel 滤波器具有相同的拓扑结构, Elliptic 滤波器的串臂由谐振电路形成阻带的衰减极点。归一化电源内阻  $z_1 = 1$ , 输出端接时变电抗  $R_{\text{time}}$  时输入端驱动点阻抗可简化为

$$Z_{\text{in}} = \frac{\Delta + z_{11}R_{\text{time}}}{z_{22} + R_{\text{time}}} \quad (8)$$

其中  $z_{11}, z_{22}$  和  $\Delta = z_{11}z_{22} - z_{12}z_{21}$  分别是由  $g$  确定的频率变量  $s$  的实有理函数。由公式(3), 式(4), 式(5)化简可得

$$\left| \frac{\Delta + z_{22} - (z_{11} + 1)R_{\text{time}}}{\Delta + z_{22} + (z_{11} + 1)R_{\text{time}}} \right| \leq \sigma_p, \quad \omega \in \Omega_p \quad (9a)$$

$$\left| \frac{\Delta + z_{22} - (z_{11} + 1)R_{\text{time}}}{\Delta + z_{22} + (z_{11} + 1)R_{\text{time}}} \right| \geq \sigma_s, \quad \omega \in \Omega_s \quad (9b)$$

实现最小失配网络, 就是求满足公式(9)的归一化网络元件  $g = [g_1, g_2, \dots, g_n]$  的值。对于 5 阶二端口滤波网络,  $z_{11}, z_{22}$  和  $\Delta$  都是含有  $g$  高阶多项式, 本文采用“蒙特卡罗”的方法求解<sup>[6,7]</sup>。对 Butterworth, Chebyshev, Bessel, Elliptic 4 种 5 阶低通原型滤波器, 设计滤波器元件值在对应的原型值附近随机变化, 同时计算每个变化后的  $\|S_{11}\|_{\infty}$  和  $\|S_{11}\|_{-\infty}$ 。滤波器设计程序<sup>[8,9]</sup>如图 2 所示, 除椭圆滤波器外, 只需

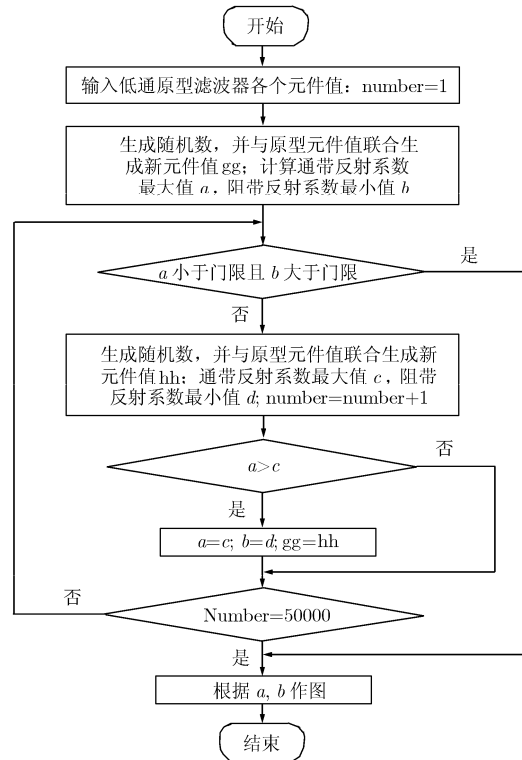


图 2 滤波器设计程序框图

输入原型滤波器的元件值就能获得相应的结果。运算次数设为 50000 次。

### 4 设计滤波器波形图比较及元器件说明

图 3 为基于 Chebyshev 原型设计滤波器的电路结构及其归一化元件值。计算结果如图 4 所示。其中实线代表 5 阶低通 Chebyshev 原型滤波器的输入端口反射系数  $|S_{11}|$ ，双划线代表本文设计的滤波器输入端口反射系数。可以看到通带时设计滤波器反射系数模的变化范围小于原型。同时，由图 5 可见，设计滤波器的  $\inf\{|S_{21}(j\omega)|\}$  也要高于 Chebyshev 原型。

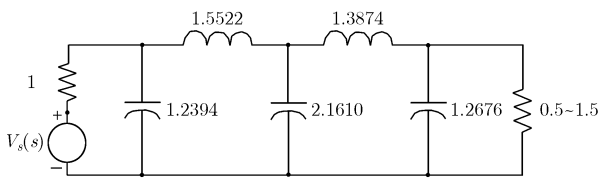


图 3 最小失配滤波器电路结构及元件值

通过计算发现：用 Butterworth 滤波器元件值作为初始值进行优化，所得结果随负载变化时的综合性能优于原型(过渡带较陡， $\|S_{11}\|_{\infty}$  较小，系统随负载变化的灵敏度较小)，但当负载在  $R_{\text{time}} = 1 \Omega$  附近很小的范围内变化时，所设计滤波器反射系数的模略高于原型，而基于 Chebyshev 设计的滤波器则不存在这样的现象。

### 5 有耗最小失配网络

减小时变负载对滤波器性能的影响，也可以采用如图 6 所示的低通滤波器级联  $\pi$  型衰减器的方法。 $\pi$  型网络使从端口 22' 向负载端看去的输入阻抗的变化范围减小。为简化公式记做  $G_{\text{time}} = 1/R_{\text{time}}$ ，优化的目标是  $\pi$  型衰减器的元器  $G_1$  和  $R_2$ 。在图 6 的  $\pi$  型网络中，当端口 33' 负载的导纳为  $G_{\text{time}}$  时，从

端口 22' 看过去的输入阻抗为  $G_{\text{in}}$ ，则

$$dG_{\text{in}} = \frac{dG_{\text{time}}}{(1 + R_2G_1 + R_2G_{\text{time}})^2} \quad (10)$$

对于正实元件  $G_1$  和  $R_2$ ，有  $dG_{\text{in}} < dG_{\text{time}}$ 。另一方面， $\pi$  型衰减器的插入引进损耗， $\pi$  型衰减器输入端接  $1 \Omega$ ，输出端接  $G_{\text{time}}$  条件下的传输特性为

$$\hat{S}_{21} = \frac{2\sqrt{G_{\text{time}}}}{1 + R_2G_1 + R_2G_{\text{time}} + 2G_1 + G_{\text{time}} + R_2G_1^2 + R_2G_1G_{\text{time}}} \quad (11)$$

一种折衷的算法是要求  $\pi$  型衰减器同时满足插入损耗小，即  $\hat{S}_{21} \rightarrow 1$  和  $dG_{\text{in}} < dG_{\text{time}}$ 。按此算法<sup>[10]</sup>设计出的  $\pi$  型网络有很多组合，其中一组的参数为  $R_1 = 1/G_1 = 8.44$ ， $R_2 = 0.2$ 。该网络当  $R_{\text{time}} \in [0.5, 2.0]$  时， $R_{\text{in}} = 1/G_{\text{in}} \in [0.62247, 1.495]$ ，插入损耗的变化范围为  $[-2.6213 \text{ dB}, -2.1729 \text{ dB}]$ 。整个设计网络的传输系数模如图 7 所示。

图 7， $x$  轴是归一化频率， $y$  轴是归一化负载， $z$  轴是传输系数的模。它的通带平坦且随负载变化很小。

### 6 结论

双端接载滤波器或匹配网络的设计必须考虑传输特性对负载变化的灵敏度。传输特性随负载变化不灵敏的二端口网络称为最小失配网络。本文以 5 阶低通滤波器为例，研究各种滤波器输入端口反射系数的模随负载的变化情况，并利用蒙特·卡罗方法设计了一个 5 阶的最小失配滤波器网络。低通滤波器级联  $\pi$  型衰减器也在一定程度上实现了随负载变化不灵敏的要求。但  $\pi$  型衰减器的插入也引进插入损耗，这需要折衷考虑。本文的讨论局限在时变实数负载，低通网络原型也比较简单。把负载推广到复数域和复杂拓扑结构网络接载分析和设计是今后要研究的工作。

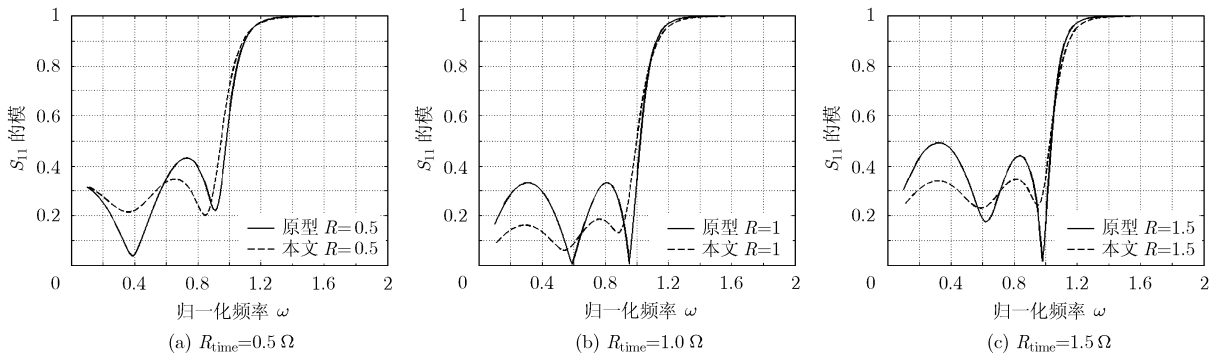


图 4 基于 Chebyshev 设计滤波器与本文设计滤波器输入端口反射系数的模

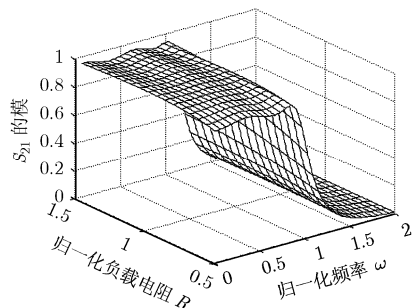


图 5 基于 Chebyshev 设计滤波器传输系数的模

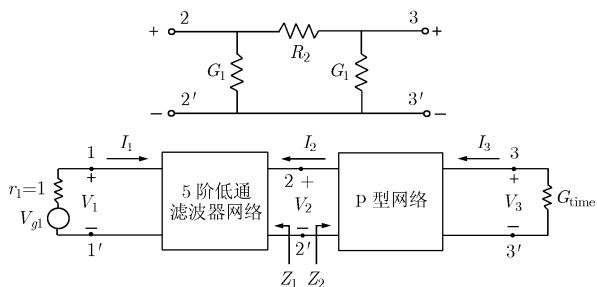


图 6 级联  $\pi$  型网络连接方式及电路图

采用  $\pi$  型网络优化 butterer 滤波器  $S_{21}$  的模

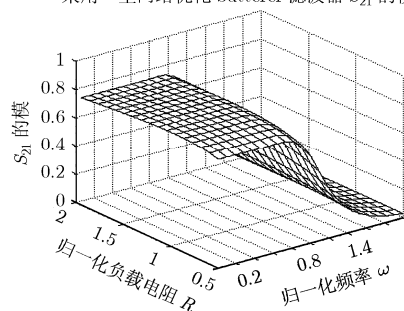


图 7 设计滤波器插入  $\pi$  型衰减器的传输特性

### 参考文献

- [1] Nejati H, Ragheb T, and Nieuwoudt A, *et al.* Analytical modeling methodology for ultrawideband low noise amplifiers with generalized filter-based impedance matching [J]. *Analogue Integrated Circuits and Signal Processing*, 2007, 51(2): 121-127.
- [2] 朱义胜, 郑紫微. 短波宽带天线匹配网络的设计 [J]. *电子学报*, 2001, 29(8): 1049-1050.
- [3] Allen J, Arceo D, and Hansen P. Optimal lossy matching by Ppareto fronts [J]. *IEEE Transactions on Circuits and Systems- II*, 2008, 55(6): 497-501.
- [4] Schwartz and Allen J. Wideband impedance matching:  $H^\infty$  performance bounds [J]. *IEEE Transactions on Circuits and Systems- II*, 2004, 51(7): 364-368.
- [5] Zhu Yi-sheng and Chen Wai-kai. Computer-aided design of communication networks [M]. Singapore: World Scientific Publishing Co. Pte. Ltd, 2000: 139-205.
- [6] Müller C, Flad H J, and Kohout M, *et al.* Quantum Monte Carlo calculation of correlation effects on bond orders [J]. *Theoretica Chimica Acta*, 2007, 117(1): 41-48.
- [7] 蒙特·卡罗方法[DB/OL]. (2008-08-22). [2008-09-23]. <http://zh.wikipedia.org/wiki>.
- [8] 张志涌, 徐彦琴. MATLAB 教程[M]. 北京航空航天大学出版社, 2002: 162-175.
- [9] 卢特威, 朱义胜. 信号处理滤波器设计——基于 MATLAB 和 Mathematica 的设计方法[M]. 北京电子工业出版社, 2004: 236-246.
- [10] Simon Hykin 著, 郑宝玉译. 自适应滤波器原理[M]. 电子工业出版社, 2006: 159-162.

朱 旭: 男, 1984 年生, 硕士生, 专业方向为电路与系统.  
 朱义胜: 男, 1945 年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为电路理论、宽带匹配和数字信号处理.